

Docket No.: K-232

PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of

Byeong Gi LEE et al.

Serial No.: New U.S. Patent Application

Filed: December 18, 2000

For: HIGH-SPEED CELL SEARCHING APPARATUS AND METHOD USING
DPSK-BASED DISTRIBUTED SAMPLE ACQUISITION

#2

jc914 U.S. PRO
09/738312
12/18/00

TRANSMITTAL OF CERTIFIED PRIORITY DOCUMENT

Assistant Commissioner of Patents
Washington, D. C. 20231

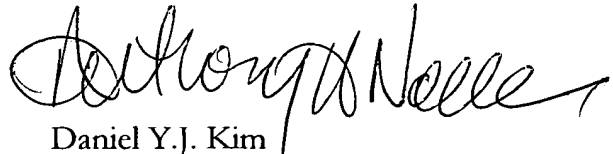
Sir:

At the time the above application was filed, priority was claimed based on the
following application:

Korean Patent Application No. P 1999-58958, filed December 18, 1999.

A copy of each priority application listed above is enclosed.

Respectfully submitted,
FLESHNER & KIM, LLP



Daniel Y.J. Kim
Registration No. 36,186
Anthony H. Nourse
Registration No. 46,121

P. O. Box 221200
Chantilly, Virginia 20153-1200
703 502-9440

Date: December 15, 2000

DYK:AHN/cam



별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto is a true copy from the records of the Korean Industrial Property Office.

출원 번호 : 특허출원 1999년 제 58958 호
Application Number

출원 년 월 일 : 1999년 12월 18일
Date of Application

출원 인 : 김병훈
Applicant(s)



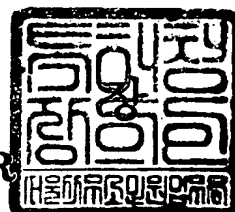
2000 09 14
 년 월 일

특

허

청

COMMISSIONER



【서류명】 특허출원서
【권리구분】 특허
【수신처】 특허청장
【제출일자】 1999. 12. 18
【발명의 명칭】 차동 위상 편이 기반의 분산 표본 포착을 이용한 고속 셀 탐색 방법 및 그를 위한 장치
【발명의 영문명칭】 high speed cell searching method using DDSA, and apparatus for the same
【출원인】
【성명】 김병훈
【출원인코드】 4-1998-055819-6
【대리인】
【성명】 심창섭
【대리인코드】 9-1998-000279-9
【포괄위임등록번호】 1999-059378-4
【대리인】
【성명】 김용인
【대리인코드】 9-1998-000022-1
【포괄위임등록번호】 1999-059379-1
【발명자】
【성명】 김병훈
【출원인코드】 4-1998-055819-6
【취지】 특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다. 대
리인 심창
섭 (인) 대리인
김용인 (인)
【수수료】
【기본출원료】 20 면 29,000 원
【가산출원료】 20 면 20,000 원
【우선권주장료】 0 건 0 원
【심사청구료】 0 항 0 원
【합계】 49,000 원
【첨부서류】 1. 요약서·명세서(도면)_1통

【요약서】**【요약】**

본 발명은 차세대 이동통신에 관한 것으로, 특히 직접순차 부호분할다원접속(Direct Sequence Code Division Multiple Access ; 이하, DS/CDMA 라 약칭함) 시스템에서 분산 표본 포착(Distributed Sample Acquisition ; 이하, DSA 라 약칭함) 기법과 차동 위상 편이(Differentially-coherent Phase Shift Keying ; 이하, DPSK 라 약칭함)를 기초로 하는 DPSK 기반의 분산 표본 포착(이하, D²SA 라 약칭함) 기법을 이용한 고속 셀 탐색 방법 및 그를 위한 장치에 관한 것이다. 이를 위해 본 발명에서는 DSA 기법을 사용하는 차세대 DS/CDMA 시스템에서 긴 주기의 PN 시퀀스를 발생시키는 시퀀스 발생기(Shift Register Generator ; 이하, SRG 라 약칭함)에 대한 b 개($b \geq 1$)의 상태 표본을 동시에 전달하기 위해 직교 변조 방식 대신 2^b 진 DPSK 변조 방식을 사용하는 D²SA 기법을 이용하며, 채널 추정에 확실성을 제공하기 위해 데이터 성상의 사전적 회전(data constellation pre-rotation) 기법을 이용하는 고속 셀 탐색 장치를 제공한다. 또한 이 장치를 사용하여 셀을 보다 고속으로 탐색하는 방법을 제공한다.

【대표도】

도 1b

【색인어】

DS/CDMA, 분산 표본 포착(DSA), 차동 위상 편이 분산 표본 포착(DDSA)

【명세서】**【발명의 명칭】**

차동 위상 편이 기반의 분산 표본 포착을 이용한 고속 셀 탐색 방법 및 그를 위한 장치{high speed cell searching method using DDSA, and apparatus for the same}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 본 발명의 D²SA 기법을 사용하는 차세대 DS/CDMA 시스템의 일부 구성을 나타낸 블록도로,

a)는 송신기의 일부 내부 구성을 나타낸 블록도.

b)는 수신기의 일부 내부 구성을 나타낸 블록도.

도 2는 기존 직교 변조 기반의 DSA 기법을 사용하는 차세대 DS/CDMA 시스템에서 수신기에 구비된 병렬 표본화 역확산기의 선택적 구조를 나타낸 블록도.

도 3은 기존의 직교 변조 기반의 DSA 기법을 사용하는 차세대 DS/CDMA 시스템에 사용되는 판정 논리 회로의 각 동작 모드를 나타낸 도면으로,

a)는 점화 시퀀스 포착 모드로 동작하는 판정 논리 회로를 나타낸 도면.

b)는 상태 표본 검출 모드로 동작하는 판정 논리 회로를 나타낸 도면.

도 4는 본 발명에서 점화 시퀀스의 동기화를 위한 장치 구성을 나타낸 블록도로써,

a)는 점화 시퀀스를 획득하기 위한 넌코히어런트 포착 검출 장치(noncoherent acquisition detector)를 나타낸 블록도.

b)는 코드 추적을 위한 넌코히어런트 지연 고정 루프(DLL)를 나타낸 블록도.

도 5는 본 발명의 D²SA 기법을 사용하는 차세대 DS/CDMA 시스템에서 수신기에 구비된 채널 추정기의 구성을 나타낸 블록도.

도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명

10 : DSA 확산부	20 : 표본 확산부
30 : 표본 역확산부	40 : DSA 역확산부
50 : 채널 추정기	

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

- <16> 본 발명은 차세대 이동통신에 관한 것으로, 특히 DS/CDMA 시스템에서 DSA 기법과 DPSK를 기초로 하는 D²SA 기법을 이용한 고속 셀 탐색 방법 및 그를 위한 장치에 관한 것이다.
- <17> 일반적으로 DS/CDMA 시스템에서 수신기는 데이터 검출에 앞서 먼저 PN 시퀀스를 동기화 시키는 것이 필요하다. 대부분의 PN 시퀀스 동기화는 코드 포착(code acquisition)과 코드 추적(code tracking)의 두 단계로 나뉘어 순차적으로 수행된다.
- <18> 여기서 코드 포착과 관련해서는 포착 시간을 단축하려는 고속 포착 기법에 대한 연구가 큰 관심 영역이 되어 왔다.
- <19> 지금까지 제시된 가장 기본적인 코드 포착 기법으로는 직렬 탐색 방법(serial search)이 있으며, 이 방법은 구현의 복잡도가 적다는 장점이 있으나, 포착 시간이 사용되는 PN 시퀀스의 주기에 직접 비례하므로 PN 시퀀스의 주기가 긴 경우 포착 시간이 매우

우 길어진다는 단점이 있다.

<20> 이에 따라 긴 주기를 가지는 PN 시퀀스의 포착을 위해 병렬 탐색 방법(parallel search)이 제안되었다. 그러나 이 병렬 탐색 방법도 포착 시간을 줄이는 비율만큼 비례하여 구현의 복잡도가 증가하게 된다는 단점이 있다.

<21> 결국 PN 시퀀스의 고속 포착을 위해 직렬 탐색 방법과 병렬 탐색 방법을 적당히 혼합하여 포착 속도 및 구현의 복잡도를 적절히 희생, 보완한 하이브리드 방법이 제안되었으며, 그밖에도 PN 시퀀스의 포착 시간을 단축하기 위해 SRG의 상태 추정을 기반으로 한 또다른 고속 포착 기법이 제안되었다.

<22> 이러한 SRG의 상태 추정을 기반으로 하는 포착 기법으로는 시퀀스 추정에 의한 신속 포착 기법(RASE : Rapid Acquisition by Sequential Estimation)이 있다. 이는 수신되는 PN 시퀀스를 다수 회 연속적으로 경성 검출(Hard detection)하여 수신단 SRG의 잠정적 레지스터 상태값들로 실어준 뒤 확인 과정을 통해 동기 여부를 최종 결정한다. 이 기법은 이론적으로 직렬 탐색 방법에 비해 구현의 복잡도가 거의 증가되지 않으면서 포착 시간을 상당히 단축시킬 수 있다는 장점이 있으나, PN 시퀀스의 코히어런트 검출을 기반으로 하고, 신호 대 잡음 비율(Signal to Noise Ratio ; 이하, SNR 이라 약칭함)이 낮은 경우에는 그 성능이 급격히 열화되는 단점이 있어 일반적 CDMA 환경에서는 적용하기가 부적절하다.

<23> 이 때문에 종래 DS/CDMA 방식의 셀룰러 시스템에서는 최소한의 복잡도를 갖는 하드웨어로 긴 주기의 PN 시퀀스의 포착 시간을 단축시키기 위해 DSA 기법이라는 새로운 상태 추정 기반의 포착 방안이 제안되었다.

- <24> 이 DSA 기법에 대해 간단히 설명하면, 송신단에서는 주기가 상대적으로 짧은 점화 시퀀스(Igniter sequence)를 발생시켜 그 위에 긴 주기 PN 시퀀스의 상태 표본을 실어 전송한다. 이에 대해 수신단에서는 먼저 점화 시퀀스를 포착하고 이어서 그 뒤에 실려 온 상태 표본을 복조하여 정확한 시점마다 비교-정정회로를 통해 수신기의 SRG 상태를 정정해 줌으로써 PN 시퀀스의 동기를 이루게 된다.
- <25> 송수신단에 구비된 동일한 구조의 한 쌍의 SRG는 동일한 시점에서 동일한 상태값들, 즉 길이가 L인 SRG에 저장되어 있는 L개의 값들을 실어줌으로써 동기를 이룰 수 있기 때문에, 결국 DSA 기법을 통해 송신단 SRG의 상태 표본들을 수신단에 전달해 줌으로써, 기존의 PN 시퀀스에 대한 최대 상관값이 검출되는 시점에서 동기를 이루는 방식보다 훨씬 빠른 시간 내에 PN 시퀀스를 포착할 수 있다.
- <26> 지금까지 설명된 DSA 기법을 이용한 고속 포착은 반송파의 위상 추정 이전에 이루어지므로, 시퀀스 포착 단계에서는 정보 전달을 위해 코히어런트 복조 방식을 사용할 수 없다. 이에 따라 종래에는 정보를 변조하는 방식도 이에 상응하여 직교 변조(Orthogonal modulation)를 사용하였다. 즉 종래 DSA 기법을 이용한 고속 포착에서는 긴 주기의 PN 시퀀스를 발생시키는 SRG에 대한 b 개($b \geq 1$)의 상태 표본을 동시에 전달하기 위해 2^b 진 직교 심볼을 사용한 직교 변조 방식이 채택되었다.
- <27> 결국 종래의 기지국(송신기)에서는 각 표본화 시점에서 SRG에 대한 b 개의 상태 표본에 대응되는 2^b 진 직교 심볼을 발생시키고, 이 심볼을 상대적으로 주기가 짧은 점화시퀀스로 확산시켜 파일럿 채널을 통해 방송하였다.
- <28> 이에 대해 이동국(수신기)에서는 점화 시퀀스를 포착하기 위해 2^b 개의 상관기(또는

정합 필터)가 사용된다. 특히 이동국에서는 점화 시퀀스의 위상을 변화시키면서 각 위상에 대해 상관기 출력 에너지들 중 최대값이 미리 설정된 임계값 이상이 되는지를 확인한다. 이후 특정 위상에서 2^b 개 상관기 출력 에너지의 최대값이 임계값을 넘으면 점화 시퀀스가 포착되었음을 선언하고, 이후 시퀀스 위상을 고정시킨 상태에서 어느 상관기의 출력 에너지가 최대인가를 확인한다. 이로써 2^b 진 직교 심볼의 검출이 시작되는데, 검출된 직교 심볼을 b 개의 상태 표본으로 복호화한 후 이를 이동국 SRG(긴 주기의 PN 시퀀스 발생)의 상태 수정에 사용함으로써 목적하는 혼화(scrambling) 시퀀스의 동기를 이룬다.

<29> 그러나 이와 같은 종래의 DSA 기법을 이용한 고속 포착에서, 만약 긴 주기의 PN 시퀀스를 발생시키는 SRG에서 동시에 표본화하여 전송하는 상태 표본 개수(b)가 증가된다면, 이동국에서는 동시에 동작할 상관기의 개수가 기하학적으로 증가된다는 문제점이 있다.

<30> 이는 하드웨어의 복잡도를 증가시킬 뿐만 아니라 점화 시퀀스를 포착하는 성능 면에서도 만족스럽지 못한 결과를 가져온다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<31> 본 발명의 목적은 상기한 점을 감안하여 안출한 것으로, DSA 기법을 사용하는 차세대 DS/CDMA 시스템에서 긴 주기의 PN 시퀀스를 발생시키는 SRG에 대한 b 개($b \geq 1$)의 상태 표본을 동시에 전달하기 위해 직교 변조 방식 대신 2^b 진 DPSK 변조 방식을 사용하는 D^2 SA 기법을 이용하며, 채널 추정에 확실성을 제공하기 위해 데이터 성상의 사전적 회전(data constellation pre-rotation) 기법을 이용하는 고속 셀 탐색 장치를 제공한다. 또한 이 장치를 사용하여 셀을 보다 고속으로 탐색하는 방법을 제공한다.

<32> 상기한 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따른 D^2SA 기법을 이용한 고속 셀 탐색 방법의 특징은, 하나 또는 그 이상의 주 시퀀스를 발생시킨 시퀀스 발생기의 b 개의 상태값을 미리 표본화하는 단계와, 상기 표본화된 상태값들을 차동 위상 편이(DPSK) 변조시키는 단계와, 상기 차동 위상 변조된 심볼값을 각 사용자 데이터에 곱하는 단계와, 상기 차동 위상 변조된 심볼값들을 임의로 발생된 점화 시퀀스로 확산시킨 상태 신호를 송신하며, 상기 차동 위상 변조된 심볼값이 곱해진 각 사용자 데이터를 변조한 데이터 신호를 송신하는 단계와, 상기 송신된 상태 신호에서 점화 시퀀스를 포착한 후 송수신측 각 시퀀스 발생기의 상태를 동기시키는 단계와, 상기 동기 이후 파일럿 채널과 트래픽 채널의 이득과 반송파 위상을 추적하여 추정하는 단계로 이루어진다.

<33> 또한 상기한 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따른 D^2SA 기법을 이용한 고속 셀 탐색 장치의 특징은, 하나 또는 그 이상의 주 시퀀스를 발생시킨 시퀀스 발생기의 b 개의 상태값을 미리 표본화하고, 성상을 미리 회전시킨 사용자 데이터를 상기 주 시퀀스들을 이용하여 발생시킨 스크램블링 시퀀스로 확산 및 혼화시키는 DSA 확산부와, 상기 DSA 확산부에서 출력된 상태 표본들을 차동 위상 편이(이하, DPSK) 심볼로 변조시키고, 이 변조된 심볼을 점화 시퀀스로 확산시켜 출력시키는 표본 확산부와, 상기 표본 확산부에서 출력된 상태 신호로부터 해당 점화 시퀀스를 포착하고, 포착된 점화 시퀀스로 입력되는 상태 신호를 역확산한 후 복조시키는 표본 역확산부와, 하나 또는 그 이상의 주 시퀀스를 발생시킨 자신의 시퀀스 발생기의 상태를 표본화한 값과 상기 표본 역확산부에서 복조된 상태 표본 값을 비교하여, 송수신측 각 시퀀스 발생기를 동기시킨 후 동기된 타이밍에 해당되는 주 시퀀스를 이용하여 발생시킨 디스크램블링 시퀀스로 상기 확산된 사용자 데이터를 역확산 및 역혼화 시키는 DSA 역확산부와, 상기 DSA 역확산부의 시퀀스 발

생기에 대한 상태 표본값을 DPSK 엔코딩한 값과, 이 엔코딩된 출력에 상기 표본 역확산 부에서 역확산시킨 상태 신호를 곱한 후 저역 통과 필터링한 값을 곱하여, 채널 이득과 반송파 위상을 추정하는 채널 추정기로 구성된다.

- <34> 바람직하게는, 상기 DSA 확산부가 주 시퀀스를 발생시키는 하나 또는 그 이상의 주 SRG와, 상기 주 SRG에 대한 상태를 미리 표본화하는 조기 병렬 표본화부와, 상기 발생된 주 시퀀스로부터 발생된 스크램블링 코드로 입력되는 사용자 데이터를 혼화시키는 혼화기와, 현재 심볼의 위상에 이전 심볼 시간까지 누적된 위상이 더해진 DPSK 심볼을 상기 입력 사용자 데이터에 곱하는 곱셈기로 구성된다.

【발명의 구성 및 작용】

- <35> 이하 본 발명에 따른 D²SA 기법을 이용한 고속 셀 탐색 방법 및 그를 위한 장치에 대한 바람직한 일 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 설명한다.
- <36> 본 발명에서는 차세대 DS/CDMA 시스템에 D²SA 기법을 적용하여 긴 주기의 PN 시퀀스를 고속으로 식별하고 포착할 수 있을 뿐만 아니라, 기지국이 DPSK 변조 방식을 사용함에 따라 발생하는 파일럿 신호에 의한 채널 추정의 불확실 문제를 데이터 성상의 사전적 회전(data constellation pre-rotation) 기법에 의해 해결한다.
- <37> 즉 본 발명에서는 D²SA 기법에 SRG의 상태 표본들을 전달하기 위한 DPSK 변조 방식을 사용하고, 사용자 데이터의 코히어런트 복조를 실현하기 위해 데이터 성상의 사전적 회전(data constellation pre-rotation) 기법을 적용한다.
- <38> 이렇게 SRG에 대한 b 개($b \geq 1$)의 상태 표본들을 전달하는데 DPSK 변조를 사용함으로써, 본 발명에서는 반송파 위상을 알 필요 없이 하나의 상관기만을 사용하여 코드 포착

이 이루어지는 방법을 설명한다.(상태 심볼마다 b 개의 상태 표본들이 전달될 때 기존 DSA 기법에서는 2^b 개의 상관기가 사용된다).

<39> 다음은 본 발명에 따른 DPSK 변조 방식을 사용하는 D^2SA 기법의 구조와 동작을 설명하며, 또한 데이터 성상의 사전적 회전(data constellation pre-rotation) 기법의 개념을 설명한다.

<40> 도 1은 본 발명의 D^2SA 기법을 사용하는 DS/CDMA 시스템의 일부 구성을 나타낸 블록도로써, 도 1a는 D^2SA 송신기(기지국)의 일부 내부 구성을 나타낸 블록도이고, 도 1b는 D^2SA 수신기(이동국)의 일부 내부 구성을 나타낸 블록도이다.

<41> 도 1에 도시된 D^2SA 송수신기(transmitter/receiver)는 두 개의 기능 블록으로 구성된다. 그 중 하나는 표본 확산부/표본 역확산부(20/30)이고, 다른 하나는 DSA 확산부/DSA 역확산부(10/40)이다.

<42> DSA 확산부(10)와 DSA 역확산부(40)는 주 시퀀스의 동기화를 담당하고, 표본 확산부(20)와 표본 역확산부(30)는 상태 표본 전달을 담당한다. 이러한 이들의 각 역할은 DSA 확산부(10)와 DSA 역확산부(40)의 내부에 각각 구비된 주 SRG(11,12,43,44)에 의해 실현되며, 또한 표본 확산부(20)와 표본 역확산부(30)의 내부에 각각 구비된 점화 SRG(24,25,32,33)에 의해 실현된다.

<43> 각 점화 SRG(24,25,32,33)에서 생성되는 점화 시퀀스는 동기화를 목적으로 하는 주 시퀀스(Main sequence)의 동기를 돕기 위해 도입된 보조 시퀀스로써, 주 SRG(11,12)의 상태값들을 수신기로 신뢰성 있게 전달하고, 수신단에서는 SRG 상태의 표본화 및 정정을 위한 타이밍의 기준을 제공하는 역할을 한다.

- <44> 도 1a에 도시된 송신기의 DSA 확산부(10)는 자체적으로 주 시퀀스들을 발생시키는 하나 이상의 주 SRG(11,12)와, 주 SRG(11,12)들의 상태를 표본화 타이밍에 맞춰 각각 표본화하는 조기 병렬 표본화부(13)로 구성되며, 그밖에도 입력되는 사용자 데이터를 직교 월쉬 코드로 확산하는 확산기(14,16,18)와 직교 월쉬 코드로 확산된 신호를 주 SRG(11,12)에서 발생된 복소 형태의 스크램블링 시퀀스로 다시 혼화하는 혼화기(15,17,19)를 또한 포함한다.
- <45> 또한 송신기의 표본 확산부(20)는 조기 병렬 표본화부(13)에서 출력된 상태 표본들을 복소 심볼로 맵핑시켜 그에 따른 PSK 심볼을 출력하는 PSK 심볼 맵핑부(21)와, PSK 심볼 맵핑부(21)의 다음 단에서 DPSK 엔코딩(encoding)을 수행하는 블록이 존재하며, 이 엔코딩 블록에서는 PSK 심볼의 위상에 이전 심볼 시간까지 누적된 위상을 더하여 DPSK 심볼을 출력한다. 그밖에도 표본 확산부(20)에는 발생된 DPSK 심볼을 확산시키기 위해 자체적으로 점화 시퀀스들을 발생시키는 점화 SRG(24,25)가 존재한다.
- <46> 도 1b에 도시된 수신기의 표본 역확산부(30)에서는 도 4a에 도시된 바와 같이 하나의 상관기만을 사용하여 DPSK 변조된 점화 시퀀스를 획득하는 단일 넌코히어런트 포착 검출 장치(acquisition detector)가 사용된다. 이 단일 넌코히어런트 포착 검출 장치에는 직렬(또는, 병렬) 탐색 방법이 적용되며, 이 같은 점화 시퀀스 포착이 완료되면 도 4b에 도시된 넌코히어런트 지연 고정 루프(DLL)를 사용하여 정확한 칩 타이밍을 추적한다. 그런데 도 4b의 넌코히어런트 지연 고정 루프(DLL)는 선택적으로 사용된다.
- <47> 이와 같이 점화 시퀀스의 동기를 이루는 블록을 포함한 수신기에서 표본 역확산부(30)는, 자체적으로 점화 시퀀스들을 발생시키는 점화 SRG(32,33)와, 점화 SRG(32,33)에서 발생된 점화 시퀀스들로 수신된 상태 신호를 역확산시키는 역확산기(31)와, 점화 시

퀀스에 의해 역확산된 상태 신호에 대해 상관 검출을 수행하는 심볼 상관부(34)를 기본적으로 구비한다. 또한 표본 역확산부(30)에는 점화 시퀀스를 획득하는 블록의 다음 단계에서 DPSK 디코딩(decoding)을 수행하는 블록이 존재하며, 이 블록에서 디코딩된 심볼들을 검출하여 상태 표본들을 출력하는 PSK 심볼 디맵핑부(36)가 표본 역확산부(30)에 더 포함된다.

<48> 또한 수신기의 DSA 역확산부(40)는 자체적으로 주 시퀀스들을 발생시키는 하나 이상의 주 SRG(43,44)와, 점화 SRG(32,33)에서 제공된 표본화 타이밍에 맞춰 주 SRG(43,44)들의 상태를 각각 표본화하는 병렬 표본화부(45)와, PSK 심볼 디맵핑부(36)에서 출력된 상태 표본들과 병렬 표본화부(45)에서 출력된 상태 표본들을 각각 비교하는 병렬 비교부(41)와, 점화 SRG(32,33)에서 제공된 정정 타이밍과 병렬 비교부(41)의 비교 결과에 따라 주 SRG(43,44)의 상태를 일정 회수만큼 반복적으로 정정하는 병렬 정정부(42)로 구성된다. 이 때 주 SRG(43,44)는 병렬 정정부(42)의 출력에 의해 송신측 주 SRG(11,12)와 상태를 일치시킨다. 그밖에도 DSA 역확산부(40)에는 수신된 데이터 신호를 주 SRG(43,44)에서 발생된 복소 형태의 디스크램블링 시퀀스로 역혼화하는 역혼화기(46)와, 디스크램블링 시퀀스로 역혼화된 신호를 다시 직교 월쉬 코드로 역확산하는 역확산기(47)와, 직교 월쉬 코드로 역확산된 신호를 데이터 심볼 단위로 상관 누적하는 데이터 심볼 상관부(48)를 포함한다.

<49> 그 밖에도 수신기에는 사용자 데이터의 코히어런트 복조를 실현하기 위해 데이터 성상의 사전적 회전 기법에 적합하도록 고안된 채널 추정기(50)와, 채널 추정기의 추정값과 데이터 심볼 상관부(48)의 출력을 곱하여 최종적으로 동기화된 데이터 신호를 출력하는 곱셈기(49)가 구비된다.

- <50> 다음은 도 1을 참조하여 본 발명에 따른 D²SA 기법을 사용하는 고속 셀 탐색 장치에 대해 보다 상세히 설명한다.
- <51> 도 1a를 참조하면, 송신기에서 각 길이가 L인 주 SRG(main SRG)(11,12)는 스크램블링 시퀀스(scrambling sequence)(S_m)를 발생시킨다. 여기서 스크램블링 시퀀스는 2^L-1 주기 혹은 그 주기의 일부분으로 구성된 보다 짧은 주기를 가지는 복소 시퀀스(complex sequence)로써, $S_m = S_{I,m} + jS_{Q,m}$ 이다.
- <52> 또한 송신기에서 각 길이가 S인 점화 SRG(24,25)는 복소 형태의 점화 시퀀스(igniter sequence)(C_m)를 발생시킨다. 여기서 점화 시퀀스 $C_m = C_{I,m} + jC_{Q,m}$ 는 $N_I = 2^S$ 을 주기로 하며, 주 SRG(11,12)의 상태 정보를 확산하는데 사용된다.
- <53> 다음 송신기에서 조기 병렬 표본화부(Time-advanced parallel sampling)(13)는 점화 SRG(24,25)에서 제공하는 표본화 타이밍을 사용하여 기준값 R에 대해 $(R+n-1)N_I$ 시점에서 제1 주 SRG(11)와 제2 주 SRG(12)의 출력으로부터 상태 표본들 z_{nj} ($j=1,2,\dots,b-1$)(SRG로부터 b개의 상태 표본을 동시에 표본화하여 전송할 경우)를 얻는다. 여기서 점화 SRG(24,25)가 제공하는 표본화 타이밍은 표본화할 때 시점을 정하기 위한 것이며, 이후 상태 표본들 z_{nj} 은 DPSK 변조를 위해 먼저 PSK 심볼 맵핑부(21)에 제공된다.
- <54> 이 때 얻어지는 이들 상태 표본값은 주 SRG(11,12)로부터 $(R+n)N_I$ 시점에서 발생될 m-시퀀스 값으로, 조기 병렬 표본화부(13)는 $(R+n)N_I$ 시점에 주 SRG(11,12)로부터 발생될 상태 표본 z_{nj} 을 미리 $(R+n-1)N_I$ 시점에서 표본화하게 된다.
- <55> PSK 심볼 맵핑부(21)는 제공받은 두 상태 표본을 각 복소 심볼로 맵핑시켜 그에 따

른 PSK 심볼인 상태 심볼 x_n 를 출력한다.

- <56> 이후 PSK 심볼 맵핑부(21)의 다음 단에서는 DPSK 엔코딩(encoding)이 수행되는데, 이때는 PSK 심볼 x_n 의 위상에 이전 심볼 시간까지 누적된 위상을 더하여 DPSK 심볼 f_n 를 만든다.
- <57> 결국 DPSK 심볼 f_n 는 점화 SRG(24,25)에서 발생된 복소 형태의 점화 시퀀스(igniter sequence)(C_m)에 의해 확산된 후 일정 시간 간격으로 파일럿 채널(PI-CH)을 통해 수신기로 전송된다. 이는 상태 신호이다.
- <58> 반면에 송신기에서 각 M진(M-ary) 사용자 데이터($a_n^{(1)}, a_n^{(2)}, \dots, a_n^{(M)}$)는 직교 월쉬 코드($w_m^{(1)}, w_m^{(2)}, \dots, w_m^{(M)}$)로 확산되며, 이후 전송 직전에 각 송신기에서 여러 사용자 데이터에 대해 공통으로 사용하는 스크램블링 시퀀스(scrambling sequence)(S_m)에 의해 혼화(scrambling)되어 트래픽 채널(T-CH)을 통해 수신기로 전송된다. 이는 데이터 신호이다.
- <59> 그런데 본 발명에서 특이한 점은 PSK 심볼 x_n 의 위상에 이전 심볼 시간까지 누적된 위상을 더하여 만들어진 DPSK 심볼 f_n 를 직교 월쉬 코드로 확산되기 이전의 각 M진(M-ary) 사용자 데이터($a_n^{(1)}, a_n^{(2)}, \dots, a_n^{(M)}$)에 곱한다는 것이다. 따라서 본 발명의 DSA 확산부(10)에는 엔코딩된 DPSK 심볼 f_n 을 각 경로의 사용자 데이터에 곱하여 데이터 성상을 사전에 회전시켜 주기 위한 다수의 곱셈기(미도시)가 더 구비된다. 이러한 데이터 성상의 사전적 회전에 의해 송신측 상태 신호 생성을 위한 DPSK 변조기의 매 시점에서 절대적 위상값이 데이터 신호에도 실려 수신기에 전달된다.
- <60> 다음 도 1b를 참조하면, 상기에서 전송된 상태 신호 및 데이터 신호를 수신한 수신

기는 먼저 도 4a에 도시된 넌코히어런트 포착 검출 장치(noncoherent acquisition detector)를 사용하여 먼저 점화 시퀀스를 획득한다. 이 넌코히어런트 포착 검출 장치는 하나의 상관기만을 사용하여 DPSK 변조된 점화 시퀀스를 획득하는 직렬 상관기(serial correlator)이다. 이는 DPSK 심볼 f_n 를 점화 시퀀스(igniter sequence)(C_m)에 의해 확산한 상태 신호가 파일럿 채널(PI-CH)을 통해 수신기로 전송되는 경우에 사용된다.

<61> 단일 상관기 구조가 가능한 이유는 송신기가 2^비진 직교 변조기 대신 DPSK 변조기를 사용하고, 수신기가 DPSK 복조기를 사용하기 때문이다.

<62> 다음은 도 4a에 도시된 넌코히어런트 포착 검출 장치(noncoherent acquisition detector)의 동작에 대해 설명한다.

<63> 일단 수신된 상태 신호는 점화 SRG(32,33)에서 발생된 점화 시퀀스로 역확산된 후 상관 누적된다.

<64> 이후 임계값 검출부(103)는 심볼 상관부(34)의 출력이 미리 설정된 임계값 R_0 이상 인지 여부를 검출한다. 이 때 도 4a의 포착 검출 장치는 심볼 상관부의 출력이 임계값을 넘어 동위상(in-phase) 상태를 선언할 때까지 탐색 제어 클록 제공부(104)에서 제공되는 클럭에 따라 점화 SRG(32,33)로부터 발생되는 점화 시퀀스를 쉬프팅 시키면서 상관에 근거한 탐색을 반복적으로 수행한다.

<65> 일단 동위상 상태가 선언되면 점화 시퀀스를 검증하는 절차가 시작되며, 이러한 점화 시퀀스 검증은 역확산된 상태 심볼들 V_1 개의 에너지를 넌코히어런트 하게 합산한 후 이 합산값을 미리 설정된 또다른 임계값 R_1 과 비교하여, 합산된 에너지가 임계값 R_1 이상인 경우에 실현된다. 만일 다수 개의 점화 시퀀스를 사용하는 시스템이라면, 합산된 에

너지가 최대인 점화 시퀀스를 현재의 셀이 사용하고 있는 것으로 식별하게 되는, 점화 시퀀스 식별 절차도 함께 수행한다. 이러한 검증을 통해 점화 시퀀스 식별 및 동기화가 완료되며, 그 다음에는 이후 설명될 주 SRG(43,44)에 대한 상관 절차가 시작된다.

<66> 또한 점화 시퀀스의 식별 및 동기화가 완료되면, 도 4b에 도시된 넌코히어런트 지연 고정 루프(DLL)를 사용하여 정확한 칩 타이밍을 추정한다.

<67> 이하 도 1b를 참조하여 계속 설명한다.

<68> 이와 같이 직렬 상관기를 사용하여 현재 셀의 점화 코드와 점화 코드 타이밍이 획득되면 즉 점화 시퀀스 타이밍이 고정되면, 점화 SRG(32,33)에서 발생된 복소 형태의 점화 시퀀스(C_m)로 역확산된 심볼 상관부(34)의 출력 $g_{s,n}$ 는 다음 단에서 DPSK 디코딩(decoding)되어 PSK 심볼 디맵핑부(36)에 입력된다.

<69> PSK 심볼 디맵핑부(36)는 주 SRG(43,44)의 상태 정정을 위해 디코딩된 심볼들로부터 서로 다른 상태 표본값 z_{nj} 들을 검출한다. 이후 이 표본값들은 $(R+n)N_I$ 시점에서 DSA 역확산부(40)에 전달된다.

<70> 다음 DSA 역확산부(40)의 병렬 비교부(41)는 입력되는 표본값 z_{nj} 들을 병렬 표본화부(45)에서 제공하는 상태 표본값 z_{nj} 과 비교한다. 여기서 병렬 표본화부(45)는 $(R+n)N_I$ 시점에서 주 SRG(43,44)로부터 발생된 주 시퀀스들을 점화 SRG(32,33)가 제공하는 표본화 타이밍에 맞춰 표본화한다.

<71> 여기서 만약 $z_{nj}(j=1,2,\dots,b-1)$ 와

\wedge
 z_{nj} ($j=1,2,\dots,b-1$)가 서로 일치되지 않으면, 병렬 정정부(42)는 일치하지 않은 표본쌍에 해당되는 하나 또는 그 이상의 정정회로를 주 SRG의 상태 정정을 위해, $0 < D_c \leq N_I$ 를 만족하도록 선택된 D_c 를 포함한 $(R+n)N_I + D_c$ 시점에서 구동시킨다. 그러나 z_{nj} 와 z_{nj} 가 서로 일치되면 병렬 정정부(42)는 어떠한 동작도 실행하지 않는다.

<72> 본 발명에서 주 SRG(43,44)의 동기화를 위한 표본화 회로와 정정회로는 기존의 (병렬)DSA에서와 같은 방법으로 설계한다.

<73> 여기서 전송 에러가 검출되는 경우에 효율적인 대처를 위해 본 발명에서는 주 시퀀스에 대한 검증 절차를 수행하는데, 이는 동기화 이후 수회의 심볼 비교를 통해 전달된 심볼들이 수신단에서 발생된 심볼들과 일치되는지를 검사한다.

<74> 반면에 주 SRG의 상태 정정 및 검증 절차를 수행하는 동안, 즉 수 개의 심볼들의 전송 주기 동안, 수신기는 점화 시퀀스가 올바르게 동기되었는지를 재확인하기 위해 역확산된 상태 심볼의 에너지를 넉코히어런트 하게 누적하여, 임계값과 비교해 보는 과정을 둘 수도 있다.

<75> 이상의 모든 셀 탐색 절차가 종료된 이후 수신기는 동기된 주 시퀀스에 의해 형성되는 스크램블링 시퀀스와 사용자별 해당 윌쉬 시퀀스의 공액값(conjugate)들을 데이터 신호에 곱하여 데이터 신호를 역확산하고, 채널 추정기(channel estimator)(50)의 추정 결과를 사용하여 역확산된 데이터 신호를 코히어런트 하게 복조한다. 여기서 채널 추정 결과는 입력되는 상태 신호에 대한 심볼 상관부(34)의 출력과, 동기된 수신기의 주 시퀀스에 대한 상태 표본을 사용하여 얻어진다.

<76> 채널 추정 이전에 수신기는 단지 DPSK 변조기와 관련된 초기 위상의 모호성을 가진

상태로 송신기가 전송한 상태 신호(파일럿 신호)를 다시 발생할 수 있는데, 이는 본 발명에서 DPSK 변조된 파일럿을 사용하기 때문이며, 본 발명에서는 이를 해결하기 위해 데이터 성상의 사전적 회전을 사용한다.

<77> 다음은 본 발명의 D^2SA 기법을 사용하는 차세대 DS/CDMA 시스템에서 수신기에 구비된 채널 추정기의 구성 및 동작에 대해 설명한다.

<78> 대부분의 DS/CDMA 수신기는 각 다중경로 데이터 신호를 코히어런트하게 결합하는 레이크(RAKE) 구조를 수용하여 신호 대 잡음 비율(SNR : Signal to Noise Ratio)을 최대화한다.

<79> 보통 비변조 PN 시퀀스의 형태를 갖는 파일럿 채널 신호는 수신기가 각 경로의 채널 특성을 추정할 수 있도록 돕는다. 이는 레이크 수신기가 입력되는 데이터 신호들에 대한 최대 비율 결합(MRC : Maximal Ratio Combining)을 기본으로 하기 때문이다.

<80> 본 발명의 D^2SA 기법을 포함한 일반적인 DSA 기법을 사용하는 경우에는 상태 신호, 즉 변조된 점화 시퀀스가 시스템의 파일럿 채널 신호처럼 타이밍 포착/추적 기준뿐만 아니라 채널 추정 기준으로도 사용되어야 한다. 현재 DSA 기법에서는 점화 시퀀스와 주 시퀀스가 일단 동기되면, 직교 변조된 점화 시퀀스는 자동적으로 수신기에서 재생성할 수 있다. 이는 일단 동기화 절차가 완료되면 직교 변조되어 입력된 점화 시퀀스가 채널 추정의 기준으로 적합하다는 것이다.

<81> 그러나 본 발명에서는 D^2SA 기법을 사용함에 따라, 채널 추정에 있어서 DPSK에 의해 발생할 수 있는 위상의 모호성 문제 때문에 특정한 조치가 없이는 DPSK 변조된 점화 시퀀스가 채널 추정 기준으로서의 역할을 할 수 없다. 따라서 DPSK 변조된 파일럿을 송

수신할 경우 본 발명의 채널 추정에서는 DPSK 변조된 파일럿을 사용했을 때 발생할 수 있는 위상의 모호성 문제(phase ambiguity problem)를 해결하는 것이 매우 중요하다.

<82> 도 5는 본 발명의 D²SA 기법을 사용하는 차세대 DS/CDMA 시스템에서 수신기에 구비된 채널 추정기의 구성을 나타낸 블록도이다.

<83> 도 5를 참조하면, n번째 심볼 구간에서 송신측 DPSK 파일럿 심볼 f_n 과 이에 대한 입력 심볼 x_n 은 다음 식 1과 같은 복소값을 갖는다.

<84> 【수학식 1】

$$f_n = \exp(j\theta_n) = \exp[j(\theta_0 + \sum_{l=1}^n \Delta\theta_l)]$$

<85> $x_n = \exp(j\Delta\theta_n)$

<86> 여기서 θ_0 은 송신기 DPSK 변조기의 초기 위상을 나타내며, $\Delta\theta_n$ 은 주 SRG의 b개의 상태 표본 $z_{nj}(j=0,1,\dots,b-1)$ 에 의해 결정된다.

<87> 다음에 상태 신호는 파일럿 심볼을 확산하고 전력 조절하여 만들어지며, 이후 송신된다. 수신기에 수신된 n번째 상태 신호는 다음 식 2와 같다.

<88> 【수학식 2】

$$r_s^{(n)}(t) = H_n e^{j\phi_n} \sqrt{P_s} e^{j(\theta_0 + \sum_{l=1}^n \Delta\theta_l)} \sum_{m=0}^{N_f-1} c_m p_{T_c}(t - [m + (n-1)N_f]T_c) + N_s(t)$$

<89> 여기서, $H_n e^{j\phi_n}$ 은 n번째 상태 신호를 전송하는 동안의 채널 이득이며, P_s 는 파일럿 채널 전력이다, 그리고 $p_{T_c}(t)$ 는 칩 펄스 정형 필터(chip pulse shaping filter)의 크기이며 그 값은 구간 $[0, T_c]$ 에서 1이고, 그 외의 구간에서 0이다. 파일럿 채널 잡음 $N_s(t)$ 는 트래픽 채널 간섭, 다중경로 간섭, 다른 셀 간섭 및 열잡음을 포함한다.

<90> 다음 수신기는 동기화된 점화 시퀀스로 입력되는 상태 신호를 역확산하며, n번째

파일럿 심볼에 대한 결정 변수를 산출하기 위해 다음 식 3과 같이 심볼 주기 $[(n-1)N_I T_C, nN_I T_C]$ 동안 역확산된 값을 누적한다.

<91> 【수학식 3】

$$g_{s,n} = \frac{1}{\sqrt{N_I T_C}} \int_{(n-1)N_I T_C}^{nN_I T_C} r_s^{(n)}(t) \sum_{m=1}^{N_I-1} c_m^* P_{T_C}(t - [m + (n-1)N_I]T_C) dt$$

<92>

$$= \sqrt{E_s} H_n e^{j\phi_n} e^{j(\theta_0 + \sum_{i=1}^n \Delta\theta_i)} + N_{s,n}$$

<93>

여기서 $E_s \triangleq P_s N_I T_C$ 이고, $N_{s,n}$ 는 다음 식 4를 만족시키는 영평균 순환대칭 복소 가우시안 잡음(zero mean circularly-symmetric complex gaussian noise)이다.

<94> 【수학식 4】

$$E \{ [Re \{N_{s,n}\}]^2 \} = E \{ [Im \{N_{s,n}\}]^2 \} = N_0/2$$

<95>

결국 상기한 식 3의 $g_{s,n}$ 과 $y_n = g_{s,n} \cdot g_{s,n-1}^*$ 의 DPSK 디코딩 작용에 의해 다음 식 5와 같은 n번째 전달된 심볼을 얻을 수 있다. 이 때 얻어진 심볼에는 채널 잡음이 섞여있다. 여기서, $g_{s,n-1}^*$ 는 $g_{s,n}$ 의 공액 복소수값을 의미한다.

<96> 【수학식 5】

$$y_n = E_s H_n H_{n-1} e^{j(\Delta\phi_n + \Delta\theta_n)} + \tilde{N}_{s,n}$$

<97>

여기서 $\Delta\phi_n \triangleq \phi_n - \phi_{n-1}$ 이고, DPSK 복조기의 출력 잡음은 다음 식 6과 같이 나타낼 수 있다.

<98> 【수학식 6】

$$\tilde{N}_{s,n} = N_{s,n} N_{s,n-1}^* + \sqrt{E_s} H_n e^{j(\phi_n + \theta_n)} N_{s,n-1}^* + \sqrt{E_s} H_{n-1} e^{-j(\phi_{n-1} + \theta_{n-1})} N_{s,n-1}$$

<99>

느린 페이딩 채널에서는 채널 특성이 거의 여러 심볼 주기 동안 일정함을 유지하므

로, 상기한 식 5에서 $\Delta\phi_n \approx 0$ 이된다.

<100> 결국 신호 크기를 정규화한 이후 PSK 심볼 디맵핑부(36)는 DPSK 디코딩된 y_n 으로부터 b개의 상태 심볼들 $z_{nj}(j=0,1,\dots,b-1)$ 을 검출하여 저장한다. 이 저장된 상태 심볼들은 DSA 역확산부(40)에서 수신기의 주 SRG(43,44)와 송신기의 주 SRG(11,12)를 동기시키는데 사용된다.

<101> 일단 점화 시퀀스와 주 시퀀스의 동기화가 완료되면, 수신기는 다음 식 7과 같이 나타낼 수 있는, 수신기의 주 시퀀스를 표본화하여 DPSK 변조된 파일럿 심볼을 재생하기 시작한다.

<102> 【수학식 7】

$$f_{n_0+n}^{\wedge} = \exp(j\theta_{n_0+n}^{\wedge}) = \exp\{j(\theta_{n_0}^{\wedge} + \sum_{l=n_0+1}^{n_0+n} \Delta\theta_l^{\wedge})\}$$

<103> 여기서 n_0 는 수신기에서 주 SRG 동기화가 완료된 이후 파일럿 심볼을 재생하기 시작할 때의 시간을 나타내며, $\theta_{n_0}^{\wedge}$ 는 수신측 DPSK 변조기의 초기 위상을 나타낸다. 여기서 송신기와 수신기는 주 SRG의 동기화 이후 동일한 차동 위상 심볼(Differential phase symbol)을 생성하기는 하지만 서로 동일한 초기 위상을 갖지는 않는다. 이에 대해 다음 식 8에 나타내었다.

<104> 【수학식 8】

$$\Delta\theta_l^{\wedge} = \Delta\theta_l, \quad l=n_0+1, n_0+2, \dots$$

<105> $\theta_{n_0}^{\wedge} \neq \theta_{n_0}$

<106> 보통 이와 같은 초기 위상 불일치 때문에 본 발명에서는 채널 추정값을 얻는데 있어 일반적인 저역 통과 필터(LPF : Low Pass Filter)를 이용하지 않는다.

<107> 다음 식 9는 본 발명에서 사용되는 저역 통과 필터(LPF)(52)의 출력이다.

<108> 【수학식 9】

$$v_{n_0+n} = \frac{1}{(2M+1)\sqrt{E_s}} \sum_{l=n-M}^{n+M} g_{s,n_0+l} \hat{f}_{n_0+l}^*$$

<109>

$$= \frac{1}{(2M+1)} \sum_{l=n-M}^{n+M} H_{n_0+l} e^{j\phi_{n_0+l}} e^{j\{\theta_{n_0} - \hat{\theta}_{n_0} + \sum_{m=n_0+1}^{n_0+l} (\Delta\theta_m - \Delta\hat{\theta}_m)\}} + \hat{N}_{s,n_0+n}$$

<110>

$$\approx H_{n_0+n} e^{j(\phi_{n_0+n} + \theta_{n_0} - \hat{\theta}_{n_0})} + \hat{N}_{s,n_0+n}$$

<111> 상기한 식 9에서 (2M+1)은 채널 특성이 거의 일정 수준을 유지하는 동안 전송되는 파일럿 심볼 개수를 나타낸다. 또한 평균 복소 가우시안 잡음(averaged complex gaussian noise)인 \hat{N}_{s,n_0+n} 은 다음 식 10과 같으며, 이는 또한 식 11을 만족시키는 영 평균 순환대칭 복소 가우시안 잡음이다.

<112> 【수학식 10】

$$\hat{N}_{s,n_0+n} = \frac{1}{2M+1} \sum_{l=n-M}^{n+M} N_{s,n_0+l} \exp(-j \hat{\theta}_{n_0+l})$$

<113> 【수학식 11】

$$E \{ [Re \{ \hat{N}_{s,n_0+n} \}]^2 \} = E \{ [Im \{ \hat{N}_{s,n_0+n} \}]^2 \} = \frac{N_0/2}{2M+1}$$

<114> 반면에 수신기로 입력되는 데이터 신호는 주 시퀀스 및 이후 다시 월쉬 시퀀스로 역확산된다. (n₀+n)번째 데이터 심볼에 대한 결정 변수를 산출하기 위해 주기 '[(n₀+n-1)N_I, (n₀+n)N_I]' 동안 이 역확산된 값을 누적하여 다음 식 12와 같은 결과를 얻는다.

<115> 【수학식 12】

$$g_{d,n_0+n} = \sqrt{E_d} H_{n_0+n} e^{j\phi_{n_0+n}} a_{n_0+n} + N_{d,n_0+n}$$

<116>

여기서 $E_d \triangleq P_d N_I T_C$ 는 데이터 채널 전력에 따른 심볼 에너지이고, N_{d,n_0+n} 는 데이터 채널 잡음이다. 상기한 식 9의 마지막 등식과 상기한 식 12로부터, 현재 경로로 입력되는 데이터 신호들에 대한 최대 비율 결합(MRC) 성분값을 다음 식 13과 같이 구할 수 있다.

<117> 【수학식 13】

$$u_{n_0+n} = g_{d,n_0+n} v_{n_0+n}^*$$

<118>

$$\approx \sqrt{E_d} H_{n_0+n}^2 e^{j(\hat{\theta}_{n_0} - \theta_{n_0})} a_{n_0+n} + N_{d,n_0+n}^{\sim}$$

<119>

이 때 $(\hat{\theta}_{n_0} - \theta_{n_0})$ 에 대한 초기 위상 불일치는 심지어 다음 식 14와 같이 표현되는 잡음 요소인 N_{d,n_0+n}^{\sim} 가 매우 작은 경우에도, M진 PSK 데이터 심볼을 잘못 검출하는 원인이 된다.

<120> 【수학식 14】

$$N_{d,n_0+n}^{\sim} \equiv N_{d,n_0+n} \hat{N}_{s,n_0+n}^* + N_{d,n_0+n} H_{n_0+n} e^{-j(\phi_{n_0+n} + (\hat{\theta}_{n_0} - \theta_{n_0}))}$$

<121>

$$+ \hat{N}_{s,n_0+n}^* \sqrt{E_d} H_{n_0+n} e^{j\phi_{n_0+n}} a_{n_0+n}$$

<122>

이상에서 D²SA과 관련하여 단순한 저역 통과 필터를 사용하는 일반적 채널 추정기를 사용하기 곤란한 이유를 기술하였다.

<123>

다음은 본 발명에서 사용하는 데이터 성상의 사전적 회전(data constellation pre-rotation) 기법을 설명한다.

<124>

앞에서도 언급했듯이 본 발명에서는 초기 위상 불일치 때문에 채널 추정값을 얻는

데 있어 일반적인 저역 통과 필터(LPF)를 이용하지 않는다. 이는 본 발명의 D²SA 기법을 이용하는 시스템이 파일럿 채널과 트래픽 채널을 변복조하는데 있어 그 방법이 근본적으로 다르기 때문이다. 즉 채널 추정 이전에 파일럿 채널 동기화가 완료되어야 하기 때문에, 파일럿 채널 상으로 동기화 정보(상태 표본)를 전달하는데 있어 넌코히어런트한 신호처리를 하며, 보다 나은 오류 성능을 위해 트래픽 채널 데이터에 대해서는 코히어런트한 신호처리를 한다.

<125> 이와 같은 넌코히어런트 파일럿 신호처리와 코히어런트 트래픽 신호처리에 대해 보다 구체적으로 설명하면, 본 발명의 D²SA에서는 파일럿 채널에 대해 넌코히어런트 DPSK 구조를 사용하고, 트래픽 채널에 대해서는 코히어런트 MPSK 구조를 사용한다.

<126> 넌코히어런트 DPSK는 시스템 복잡도 및 코드 포착 시간 성능 측면에서 넌코히어런트 직교 신호처리에 대한 이점을 고려하여 선택되었다. 그런데 불행히도 이는 DPSK 변조기를 사용하는 송신측과 수신측간에 치명적인 초기 위상 불일치 문제를 야기시킨다.

<127> 결국 이같은 초기 위상 불일치 문제를 해결하기 위해 본 발명에서는 추가로 데이터 성상의 사전적 회전(data constellation pre-rotation) 기법을 사용한다.

<128> 상기에서 이미 나타낸 식 7, 식 8 및 식 9를 통해 알 수 있듯이, 수신기는 다음 식 15에 나타낸 것과 같은 작용을 통해 채널에 의한 영향을 포함한 파일럿 신호의 추정치를 발생할 수 있다.

<129> 【수학식 15】

$$\tilde{v}_{n_0+n} = v_{n_0+n} \bigwedge f_{n_0+n}$$

<130>

$$\approx H_{n_0+n} e^{j(\phi_{n_0+n} + \theta_{n_0} + \sum_{m=n_0+1}^{n_0+n} \Delta \theta_i)} + N_{s,n_0+n} \bigwedge \cdot e^{j(\hat{\theta}_{n_0} + \sum_{m=n_0+1}^{n_0+n} \hat{\Delta \theta}_i)}$$

<131>

$$= H_{n_0+n} e^{j(\phi_{n_0+n} + \theta_{n_0+n})} + \bigwedge_{N_{s,n_0+n}} \cdot e^{j \bigwedge_{\theta_{n_0+n}}}$$

<132>

상기한 식 12와 식 15를 비교하면, 송신측에서 전송된 데이터 심볼 a_{n_0+n} 이 θ_{n_0+n} 에 의해 사전에 회전된다면(즉, 미리 곱해진 $e^{j\theta_{n_0+n}}$ 에 의해 사전에 회전된다면) 원하는 채널 보정을 실현할 수 있다는 사실을 알 수 있다.

<133>

특히 수신기에서 (n_0+n) 번째 사전 회전된 데이터 신호를 역확산하고 누적한다면, 다음 식 16과 같은 데이터 심볼에 대한 결정 변수를 산출할 수 있다.

<134> 【수학식 16】

$$\tilde{g}_{d,n_0+n} = \sqrt{E_d} H_{n_0+n} e^{j(\phi_{n_0+n} + \theta_{n_0+n})} a_{n_0+n} + N_{d,n_0+n}$$

<135>

이 때 현재 경로로 입력되는 데이터 신호들에 대한 최대 비율 결합(MRC) 성분값을 다음 식 17과 같이 구할 수 있다.

<136> 【수학식 17】

$$\tilde{u}_{n_0+n} = \tilde{g}_{d,n_0+n} \tilde{v}_{n_0+n}^*$$

<137>

$$\approx \sqrt{E_d} H_{n_0+n}^2 a_{n_0+n} + \bigvee_{N_{d,n_0+n}}$$

<138>

여기서 잡음요소인 $\bigvee_{N_{d,n_0+n}}$ 는 다음 식 18에 의해 주어진다.

<139> 【수학식 18】

$$\bigvee_{N_{d,n_0+n}} = e^{j \bigwedge_{\theta_{n_0+n}}} \{ N_{d,n_0+n} \bigwedge_{N_{s,n_0+n}^*} + N_{d,n_0+n} H_{n_0+n} e^{-j(\phi_{n_0+n} + (\theta_{n_0} - \bigwedge_{\theta_{n_0}}))} \}$$

<140>

$$+ \bigwedge_{N_{s,n_0+n}^*} \sqrt{E_d} H_{n_0+n} e^{j(\phi_{n_0+n} + \theta_{n_0+n})} a_{n_0+n}$$

<141>

여기서 N_{d,n_0+n} 는 식 13의 N_{d,n_0+n} 와 동일한 통계 특성을 갖는다. 이는 D²SA 시스템이 사전적 회전을 도입함으로써 기존의 초기 위상 불일치 문제를 가지고 있지 않았던 파일럿 신호를 사용하는 코히어런트 MPSK 수신기와 동일한 데이터 오류 성능으로 채널 추정을 수행할 수 있다는 것이다.

<142>

송신기에서의 사전적 회전 동작과 수신기에서 수정된 채널 추정값 \hat{v}_{n_0+n} 의 생성은 도 1a와 도 5에서 각각 점선으로 나타낸 동작이다.

<143>

지금까지 본 발명에서는 D²SA 기법을 사용하였다. 이는 DPSK 신호처리를 기본으로 하여 보다 향상된 분산 표본 포착 기법으로, 낮은 신호 대 잡음 비율(SNR)의 DS/CDMA 환경하에서 사용된다.

<144>

본 발명의 D²SA 기법에서는 낮은 신호 대 잡음 비율(SNR)의 CDMA 채널을 통해 상태 표본을 전달하고, 또한 주 SRG의 동기화를 위해 전달된 상태 표본들을 조작하는데 있어 점화 시퀀스와 분산 표본 혼화(DSS : Distributed Sample Scrambling) 기술을 사용한다.

<145>

D²SA 기법은 구현의 복잡도를 줄인다거나 코드 포착 시간을 향상시킨다는 점에서 기존의 DSA 기법과 동일한 역할을 하지만, 직교 신호처리 대신에 DPSK 신호처리를 사용하므로 기존의 DSA 기법과는 구별된다.

<146>

본 발명의 D²SA 기법을 사용할 경우에는 단일의 상관기가 사용되기 때문에, 기존의 DSA 기법에서 2^b 병렬 상관기(b개의 상태 표본이 전달될 경우)가 요구됨에 따른 비효율적인 문제를 해결할 수 있다.

- <147> 또한 본 발명에서는 동기화 기준 뿐만 아니라 채널 추정 기준의 역할을 담당하는 파일럿 신호로써 DPSK 변조된 점화 시퀀스를 사용할 때 생기는 위상 모호성 문제를 해결하는데 있어, 데이터 성상의 사전적 회전 기법이 중요한 역할을 한다. 이러한 데이터 성상의 사전적 회전으로 인해 송신측 변조기와 수신측 변조기간의 초기 위상의 불일치를 없앨 수 있다. 이 때문에 단순한 저역 통과 필터(LPF)와 DPSK 변조기를 결합한 새로운 채널 추정기를 통해 신호경로의 채널 이득의 추정을 쉽게 얻을 수 있다.
- <148> 일반적인 직렬 탐색 포착 성능면에서, 2^b 진 직교 신호처리하는 DSA 기법과 본 발명의 D^2SA 기법을 사용하여 각 평균 코드 포착 시간을 분석하면, 약 -14dB인 매우 낮은 신호 대 잡음 비율의 환경에서 이들 두 기법은 기존에 일반적인 SSA 기법의 성능을 능가한다. 보다 상세하게 주기가 $2^{15}-1$ 인 PN 시퀀스에 대해 약 100배가 빠르다.
- <149> 또한 DSA 기법과 D^2SA 기법 간에는, D^2SA 기법이 이진 신호 처리($b=1$ 일 때)나 4진 신호 처리($b=2$ 일 때)의 경우에서 2^b 진 직교 신호 처리하는 DSA 기법에 비해 실제적인 이득이 더 있다.
- <150> 본 발명에서는 점화 시퀀스 포착이 완료된 이후 선택적으로 정확한 칩 타이밍을 추적하는데 도 4b에 도시된 단순한 넌코히어런트 지연 고정 루프(DLL)를 사용할 수 있으므로, 기존에 직교적으로 변조된 점화 시퀀스의 정확한 칩 타이밍 추적을 위해 DSA에서 요구되던 복잡한 추적 루프에 반해 매우 간단하게 동기화 성능을 상당히 향상시킬 수 있다.

【발명의 효과】

- <151> 본 발명에 따른 D^2SA 기법을 이용한 고속 셀 탐색 방법 및 그를 위한 장치는, 코드

포착을 위해 상태 추정에 기반한 D^2SA 기법이 차세대 DS/CDMA 시스템에서의 시퀀스의 식별 및 동기화에 적용되므로, 보다 간단한 하드웨어만을 사용하여 긴 주기의 PN 시퀀스를 다수개 사용하는 DS/CDMA 시스템에서도 동기화하고자 하는 시퀀스를 보다 빠르게 포착할 수 있도록 해준다.

<152> 또한 주 SRG에 대한 상태 표본 전송을 위해 DPSK 변조를 사용함으로써, 긴 주기의 PN 시퀀스를 발생시키는 SRG에서 동시에 표본화되는 상태 표본 개수(b)에 상관없이 언제나 하나의 상관기만을 사용하여 점화 시퀀스가 포착된다. 특히 본 발명의 코드 포착에서는 하나의 상관기만을 사용하기 때문에, 코드 포착 이후 수행되는 코드 추적(code tracking)을 위한 회로가 훨씬 간단하게 구현된다는 효과가 있다.

<153> 이렇게 상태 심볼을 전달하기 위한 수단으로써 직교 변조 방식 대신에 DPSK 변조 방식이 사용됨으로써 시스템 복잡도 및 포착 시간에 대한 시스템 성능이 향상된다.

<154> 또한 일반적으로 송신기에서 DPSK 변조 방식을 사용함에 따라, 수신기가 송신기의 DPSK 변조에 대한 초기 위상 정보를 알 수 없기 때문에 상태 표본이 전달되는 파일럿 신호를 이용한 채널 추정이 불가능하였지만, 본 발명에서는 초기 위상 불일치를 해결하기 위해 데이터 성상의 사전적 회전(data constellation pre-rotation) 기법을 사용함으로써 트래픽 채널로 전달되는 데이터에 대한 코히어런트 검출이 가능하다는 효과가 있다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

하나 또는 그 이상의 주 시퀀스를 발생시킨 시퀀스 발생기의 b 개씩의 상태값을 미리 표본화하고, 성상을 미리 회전시킨 사용자 데이터를 상기 주 시퀀스들을 이용하여 발생시킨 스크램블링 시퀀스로 확산 및 혼화시키는 DSA 확산부와,

상기 DSA 확산부에서 출력된 상태 표본들을 차동 위상 편이(이하, DPSK) 심볼로 변조시키고, 이 변조된 심볼을 점화 시퀀스로 확산시켜 출력시키는 표본 확산부와,

상기 표본 확산부에서 출력된 상태 신호로부터 해당 점화 시퀀스를 포착하고, 포착된 점화 시퀀스로 입력되는 상태 신호를 역확산한 후 복조시키는 표본 역확산부와,

하나 또는 그 이상의 주 시퀀스를 발생시킨 자신의 시퀀스 발생기의 상태를 표본화한 값과 상기 표본 역확산부에서 복조된 상태 표본 값을 비교하여, 송수신측 각 시퀀스 발생기를 동기시킨 후 동기된 타이밍에 해당되는 주 시퀀스를 이용하여 발생시킨 디스크램블링 시퀀스로 상기 확산된 사용자 데이터를 역확산 및 역혼화 시키는 DSA 역확산부와,

상기 DSA 역확산부의 시퀀스 발생기에 대한 상태 표본값을 DPSK 엔코딩한 값과, 이 엔코딩된 출력에 상기 표본 역확산부에서 역확산시킨 상태 신호를 곱한 후 저역 통과 필터링한 값을 곱하여, 채널 이득과 반송파 위상을 추정하는 채널 추정기로 구성되는 것을 특징으로 하는 D^2SA 를 이용한 고속 셀 탐색 및 채널 추정 장치.

【청구항 2】

제 1 항에 있어서, 상기 DSA 확산부는,

주 시퀀스를 발생시키는 하나 또는 그 이상의 주 SRG와,
상기 주 SRG에 대한 상태를 미리 표본화하는 조기 병렬 표본화부와,
상기 발생된 주 시퀀스로부터 발생된 스크램블링 코드로 입력되는 사용자 데이터를
혼화시키는 혼화기와,

현재 심볼의 위상에 이전 심볼 시간까지 누적된 위상이 더해진 DPSK 심볼을 상기
입력 사용자 데이터에 곱하는 곱셈기로 구성되는 것을 특징으로 하는 D²SA를 이용한 고
속 셀 탐색 및 채널 추정 장치.

【청구항 3】

하나 또는 그 이상의 주 시퀀스를 발생시킨 시퀀스 발생기의 b개씩의 상태값을 미
리 표본화하는 단계와,

상기 표본화된 상태값들을 차동 위상 편이(DPSK) 변조시키는 단계와,

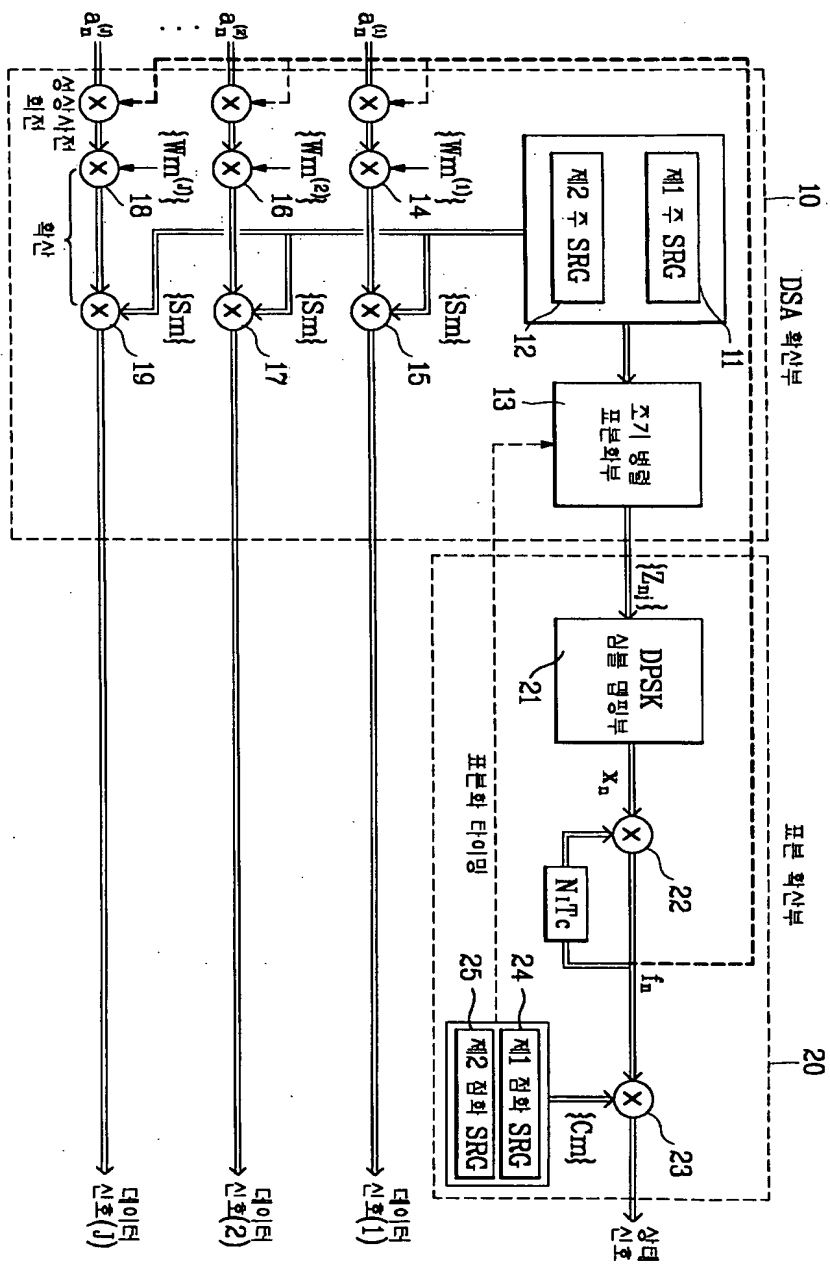
상기 차동 위상 변조된 심볼값을 각 사용자 데이터에 곱하는 단계와,

상기 차동 위상 변조된 심볼값들을 임의로 발생된 점화 시퀀스로 확산시킨 상태
신호를 송신하며, 상기 차동 위상 변조된 심볼값이 곱해진 각 사용자 데이터를 변조한
데이터 신호를 송신하는 단계와,

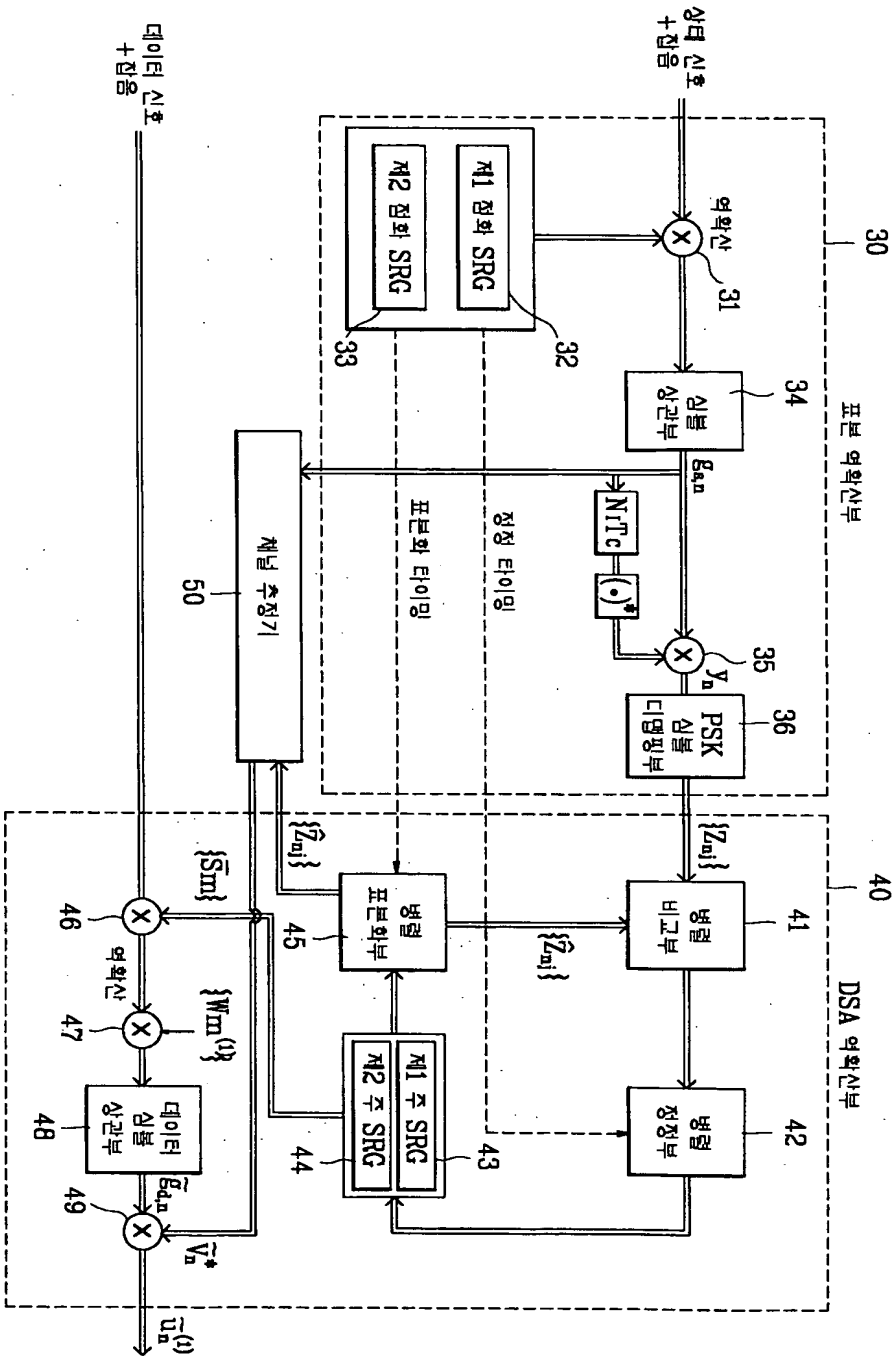
상기 송신된 상태 신호에서 점화 시퀀스를 포착한 후 송수신측 각 시퀀스 발생기의
상태를 동기시키는 단계와,

상기 동기 이후 파일럿 채널과 트래픽 채널의 이득과 반송파 위상을 추적하여 추정
하는 단계로 이루어지는 것을 특징으로 하는 D²SA를 이용한 고속 셀 탐색 방법.

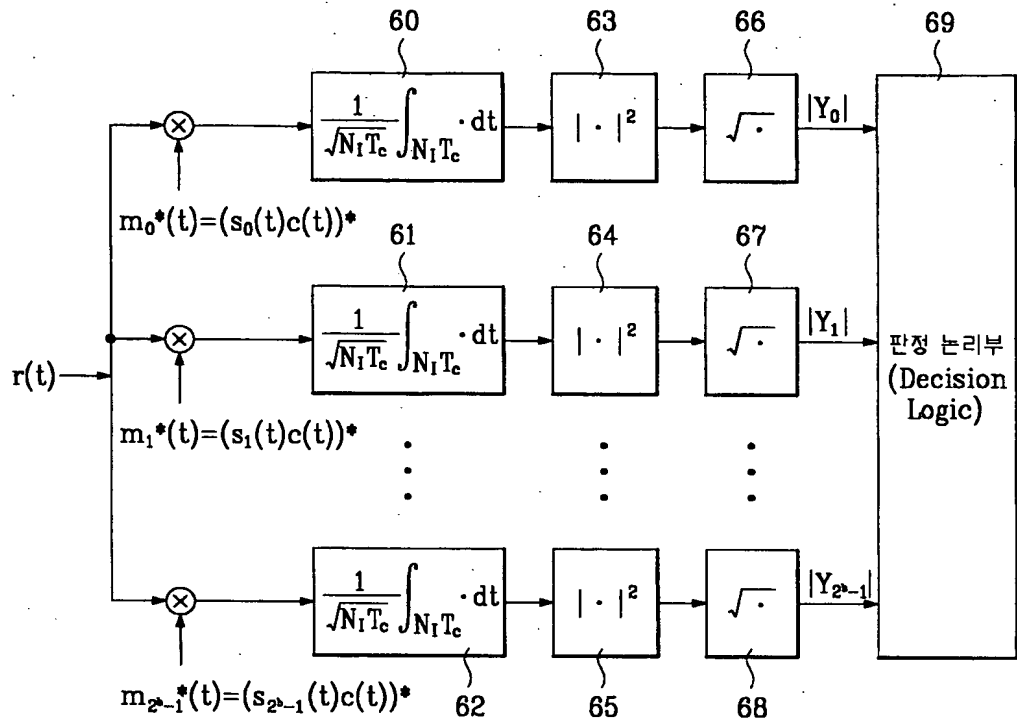
【도 1a】



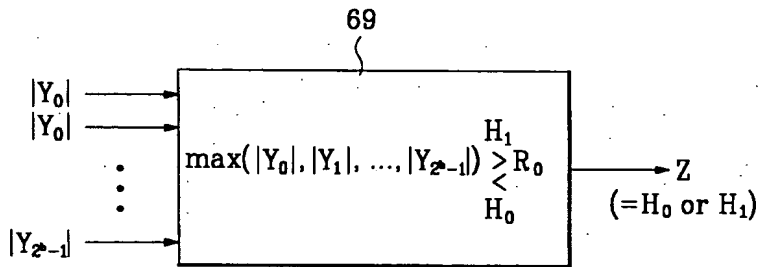
【도 1b】



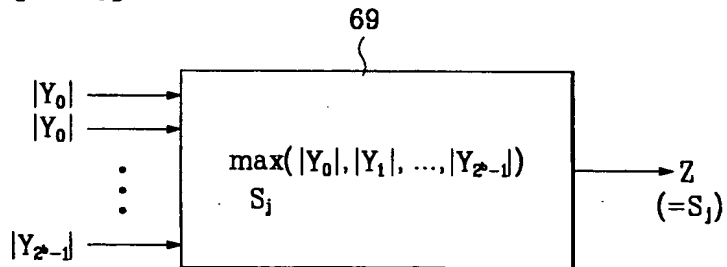
【도 2】



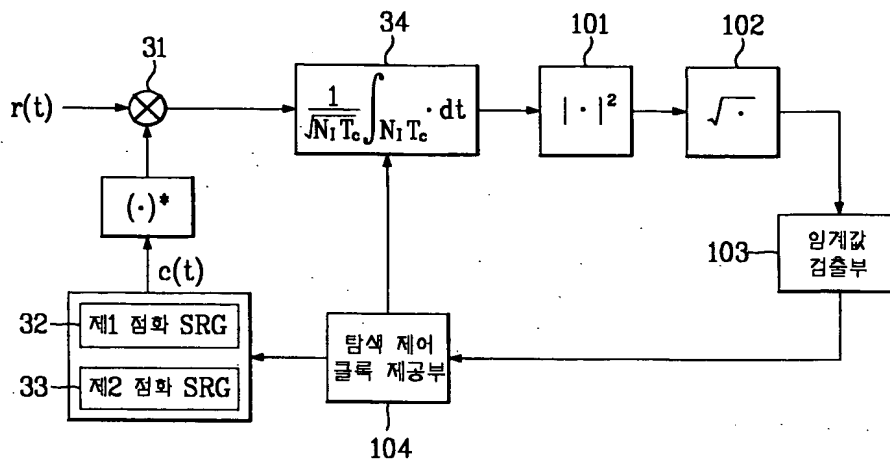
【도 3a】



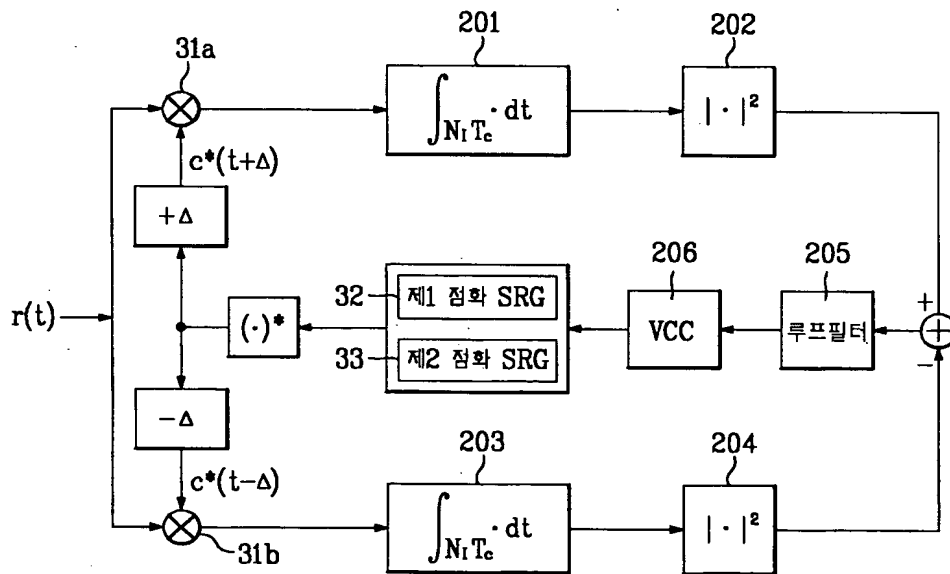
【도 3b】



【도 4a】



【도 4b】



【도 5】

